

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-333843

(43)Date of publication of application : 21.11.2003

(51)Int.Cl.

H02M 3/28

(21)Application number : 2002-136674

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD

(22)Date of filing : 13.05.2002

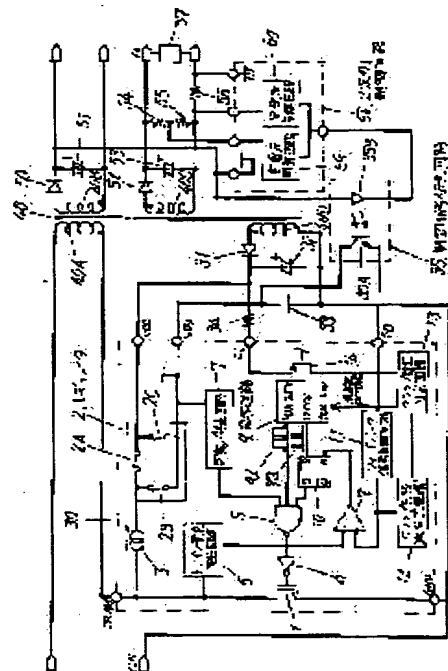
(72)Inventor : MORI YOSHIHIRO

(54) SWITCHING POWER SUPPLY

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a switching power supply having hooked overcurrent protective characteristics which can be constituted of a small number of components.

SOLUTION: The switching power supply comprises a regulator 2 from a drain and an auxiliary winding VCC, a drain current detection circuit 6 for detecting a current flowing through a switching element 1, an oscillation circuit 9 delivering a clock signal of a constant frequency, a feedback signal control circuit 11 for detecting a control signal from a secondary side and controlling the current flowing through the switching element 1, a clamp circuit 12 for controlling the maximum level of the current flowing through the switching element 1, and a variable clamp voltage circuit 13 for varying the clamp voltage of the clamp circuit 12 and the oscillation frequency of the oscillation circuit 9 depending on the voltage of VCC. Since the oscillation frequency and the maximum current level of the switching element are decreased by the variable clamp voltage circuit 13 when the output voltage lowers at the time of overload, hooked overcurrent protection is effected.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 30.10.2003

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3610964

[Date of registration] 29.10.2004

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2003-333843

(P2003-333843A)

(43) 公開日 平成15年11月21日 (2003. 11. 21)

(51) Int.Cl.⁷

H 0 2 M 3/28

識別記号

F I

H 0 2 M 3/28

テ-マ-コ-ト (参考)

C 5 H 7 3 0

V

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2002-136674 (P2002-136674)

(22) 出願日 平成14年 5 月13日 (2002. 5. 13)

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 森 吉弘

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(74) 代理人 100097445

弁理士 岩橋 文雄 (外 2 名)

F タ-ム (参考) 5H730 AA12 AA20 AS01 AS17 BB23

BB57 DD04 DD32 EE02 EE07

EE73 FD01 FF19 FG05 FG07

FG25 VV03 VV06 XC04 XX04

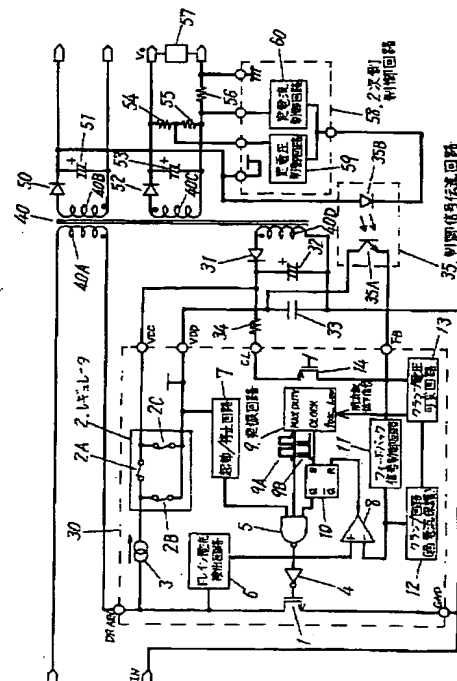
XX15 XX16 XX23 XX35 XX48

(54) 【発明の名称】 スイッチング電源装置

(57) 【要約】

【課題】 少ない部品で構成できる、フの字型の過電流保護特性を有したスイッチング電源装置を提供する。

【解決手段】 ドレインおよび補助巻線 V C C からのレギュレータ 2 と、スイッチング素子 1 に流れる電流を検出するためのドレイン電流検出回路 6 と、一定周波数のクロック信号を出力する発振回路 9 と、2 次側からの制御信号を検出して、スイッチング素子 1 に流れる電流を制御するためのフィードバック信号制御回路 1 1 と、スイッチング素子 1 に流れる電流の最大値を制御するためのクランプ回路 1 2 と、V C C の電圧に応じてクランプ回路 1 2 のクランプ電圧および発振回路 9 の発振周波数を変化させるためのクランプ電圧可変回路 1 3 とを備えている。過負荷時に出力電圧が低下すると、クランプ電圧可変回路 1 3 により、発振周波数とスイッチング素子の最大電流値が小さくなることで、フの字型の過電流保護がかかる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 トランスと、

入力端子が前記トランスの第 1 の 1 次巻線と接続され、前記トランスを介して第 1 の直流電圧を受けるスイッチング素子と、

前記トランスの 2 次巻線と接続され、前記トランスの 2 次側出力電圧を整流し且つ平滑化することにより、前記第 1 の直流電圧から該第 1 の直流電圧の絶対値よりも小さい第 2 の直流電圧を生成して出力する出力電圧生成回路と、

前記出力電圧を安定化させる出力電圧制御回路と、前記出力電圧制御回路の信号を 1 次側へ伝達する制御信号伝達回路と、

前記スイッチング素子の動作を制御する制御回路と、前記トランスの補助巻線と接続され、前記 2 次側出力電圧と比例する 1 次側出力電圧を発生すると共に、発生した 1 次側出力電圧を整流し且つ平滑化することにより、前記制御回路へ電源電圧を供給する補助電源電圧を生成して出力する補助電源電圧生成回路とを備え、

前記制御回路は、

第一の直流電圧および補助電源電圧から前記制御回路の電源電圧を生成し供給するレギュレータと、

前記スイッチング素子に印加するスイッチング信号を生成して出力する発振器と、

前記スイッチング素子を流れる電流を検出し、素子電流検出信号として出力する電流検出回路と、

前記制御信号伝達回路からの信号をフィードバック信号として出力するフィードバック信号制御回路と、

前記素子電流検出信号と前記フィードバック信号とを比較し、比較した比較信号を出力する比較器と、

前記比較信号に基づいて前記スイッチング信号の電流量及び出力を制御するスイッチング信号制御回路と、

前記素子電流検出信号の最大値を固定するクランプ回路と、

前記クランプ回路のクランプ電圧を、補助電源電圧の電圧値に応じて可変させるクランプ電圧可変回路と、を備え、

前記クランプ電圧可変回路は、クランプ電圧が一定値よりも低い場合には、前記発振器の発振周波数を小さくする発振周波数低下信号を、前記発振器へ出力するように構成されたことを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項 2】 前記レギュレータは、補助電源電圧から前記制御回路へ電源を供給するように動作し、かつ補助電源電圧が一定値よりも低い場合には、第一の直流電圧から前記制御回路へ電源を供給するように構成された、請求項 1 記載のスイッチング電源装置。

【請求項 3】 前記クランプ電圧可変回路は、補助電源電圧が一定値以下になると動作し、補助電源電圧が低くなるほど、クランプ電圧が小さくなるように構成された、請求項 1 および 2 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 4】 前記クランプ電圧可変回路は、前記発振周波数低下信号が出力されるまでは、クランプ電圧を最大値に固定し、前記発振周波数低下信号が出力されると同時に、クランプ電圧が小さくなるように構成された、請求項 1 および 2 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 5】 前記スイッチング素子と前記制御回路が同一半導体基板上に形成され、前記スイッチング素子の入力端子と出力端子、および、補助電源電圧入力端子、前記制御回路の電源電圧端子、前記フィードバック信号の入力端子、前記クランプ電圧可変回路の入力端子の 6 端子で構成された半導体装置からなる、請求項 1 ～ 4 のいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項 6】 前記クランプ電圧可変回路は、補助巻線電圧が低くなるほどクランプ電圧が小さくなり、該クランプ電圧の最小値が最大クランプ電圧の 10% 程度になるように構成された、請求項 1 ～ 5 のいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項 7】 前記発振器は、前記発振周波数低下信号が入力された場合に、通常時の発振周波数の 1/5 程度に小さくなるように構成された、請求項 1 ～ 6 のいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、スイッチング電源装置に関し、特に、2 次側出力に定電流垂下特性を持った、充電器用スイッチング電源装置に関する。

【0002】

【従来の技術】図 4 は、従来の充電器用スイッチング電源装置の一例を示す回路図である。この図 4 において、130 はスイッチング電源制御用半導体装置であり、スイッチング素子 101 とその制御回路から構成されている。

【0003】半導体装置 130 は、外部入力端子として、スイッチング素子 101 の入力端子 (DRAIN)、補助電源電圧入力端子 (VCC)、内部回路電源端子 (VDD)、フィードバック信号入力端子 (FB)、スイッチング素子 101 の出力端子および制御回路の GND 端子 (GND) の 5 端子を備えている。

【0004】102 は、半導体装置 130 の内部回路電源を供給するためのレギュレータで、起動電流を VCC へ流すためのスイッチ 102A と、VCC から VDD へ電流を供給するためのスイッチ 102C を備えている。

【0005】103 は、起動用の回路電流を供給するための起動用定電流源であり、起動時にスイッチ 102A を介して VCC へ起動電流を供給する。

【0006】107 は、半導体装置 130 の起動/停止を制御するための起動/停止回路であり、VCC の電圧を検出し、VCC が一定以下のときは、スイッチング素子 101 のスイッチング動作を停止させる信号を、NAND 回路 105 へ出力する。

【0007】106は、スイッチング素子101に流れる電流を検出するためのドレイン電流検出回路であり、検出した電流を電圧信号に変換して、比較器108へ信号を出力する。111は、フィードバック信号制御回路であり、FB端子に入力される電流信号を電圧信号に変換して、比較器108へ信号を出力する。比較器108は、フィードバック信号制御回路111からの出力信号と、ドレイン電流検出回路106からの出力信号が等しくなったときに、RSフリップフロップ回路110のリセット端子へ信号を出力する。

【0008】クランプ回路112は、フィードバック信号制御回路111の出力信号の最大値を決めるための回路であり、スイッチング素子101に流れる電流の最大値を決定し、スイッチング素子101の過電流保護として機能する。

【0009】109は、発振回路であり、スイッチング素子101の最大デューティサイクルを決める、最大デューティサイクル信号109Aと、スイッチング素子101の発振周波数とを決める、クロック信号109Bを出力する。最大デューティサイクル信号109Aは、NAND回路105へ入力され、クロック信号109Bは、RSフリップフロップ回路110のセット端子へ入力される。

【0010】NAND回路105へは、起動/停止回路107の出力信号と、最大デューティサイクル信号109Aと、RSフリップフロップ回路110の出力信号が入力される。NAND回路105の出力信号は、ゲートドライブ回路104へ入力され、スイッチング素子101のスイッチング動作を制御する。

【0011】140はトランスであり、1次巻線140Aと、2次巻線140Cと、2次側補助巻線140Bと、1次側補助巻線140Dを有している。

【0012】1次側補助巻線140Dには、ダイオード131とコンデンサ132とで構成される整流平滑回路が接続され、半導体装置130の補助電源部として活用され、VCCへ入力される。133は、VDDの安定化用コンデンサである。135は、制御信号を2次側から1次側へ伝達するための制御信号伝達回路であり、フォトトランジスタ135Aと、発光ダイオード135Bから構成される。フォトトランジスタ135Aのコレクタは、VDDと接続され、フォトトランジスタ135Aのエミッタは、FBと接続される。

【0013】2次巻線140Cには、ダイオード152とコンデンサ153とで構成される整流平滑回路が接続され、負荷157へ接続される。2次側補助巻線140Bには、ダイオード150とコンデンサ151とで構成される整流平滑回路が接続され、発光ダイオード135B、および、2次側制御回路158の電流を供給する。2次側制御回路158は、定電圧制御回路159と定電流制御回路160とから成り、定電圧制御回路159

は、2次側出力電圧VOの検出抵抗154および155で分圧された電圧を入力し、2次側出力電圧VOが一定になるように、発光ダイオード135Bに流れる電流を制御する。定電流制御回路160は、出力電流検出抵抗156に流れる電流が一定以上になると動作し、出力電流IOが定電流になるように、発光ダイオード135Bに流れる電流を制御する。

【0014】以上のように構成された、スイッチング電源装置の動作を、図4および図5を用いて説明する。図5は、図4の各部の動作波形を説明したタイムチャートである。

【0015】図4において、入力端子には、たとえば商用の交流電源が整流平滑されて作られる、直流電圧VINが入力される。VINは、トランス140の1次巻線140Aを介して、半導体装置130のDRAIN端子に印加される。そして、起動用定電流源103で作られる起動電流が流れ、レギュレータ102内のスイッチ102Aを介して、VCCに接続されたコンデンサ132を充電し、VCCの電圧が上昇する。また、レギュレータ102内のスイッチ102Cは、VDDが一定電圧になるように動作するため、起動電流の一部は、スイッチ102Cを介してVDDに接続されたコンデンサ133を充電し、VDDの電圧も上昇する。

【0016】VCCが上昇し、起動/停止回路107で設定された起動電圧に達すると、スイッチング素子101のスイッチング動作が開始される。スイッチング動作が開始されると、トランス140の各巻線にエネルギーが供給されるようになり、2次巻線140C、2次側補助巻線140B、1次側補助巻線140Dに電流が流れる。

【0017】2次巻線140Cに流れる電流は、ダイオード152とコンデンサ153により整流平滑されて、直流電力となり、負荷157に電力を供給する。スイッチング動作が繰り返されることで、出力電圧VOが徐々に上昇し、出力電圧検出抵抗154および155で設定された電圧に達すると、定電圧制御回路159からの信号により、発光ダイオード135Bに流れる電流が増加する。そして、フォトトランジスタ135Aに流れる電流が増加し、FB端子に流れ込む電流も増加する。FB端子電流が増加すると、比較器108に入力される電圧が低下するため、スイッチング素子101に流れるドレイン電流が小さくなる。このような負帰還がかかることで、出力電圧VOは安定化される。

【0018】1次側補助巻線140Dに流れる電流は、ダイオード131とコンデンサ132により整流平滑されて、半導体装置130の補助電源として活用され、VCC端子に電流を供給する。VCCが一度起動電圧に達すると、レギュレータ102内のスイッチ102Aはオフとなるため、起動後の半導体装置の電流は、1次側補助巻線140Dから供給されるようになる。1次側補助

巻線140Dの極性は、2次巻線140Cと同一のため、VCCは出力電圧VOに比例した電圧となる。

【0019】2次側補助巻線140Bに流れる電流は、ダイオード150とコンデンサ151により整流平滑されて、2次側制御回路158および発光ダイオード135Bの電源として活用される。2次側補助巻線140Bの極性は、1次巻線140Aと同一のため、2次側補助巻線電圧は入力電圧VINに比例した電圧となる。

【0020】出力電圧VOが安定化された後、負荷157に流れる出力電流IOを増加させ、出力電流検出抵抗156に流れる電流が一定値に達すると、定電流制御回路160が動作し、発光ダイオード135Bに流れる電流を増加させる。そして、フォトトランジスタ135Aに流れる電流が増加し、FB端子に流れ込む電流も増加する。FB端子電流が増加すると、比較器108に入力される電圧が低下するため、スイッチング素子101に流れるドレイン電流が小さくなる。このような負帰還がかかることで、出力電流が一定になるように制御される。そのため、ある一定以上の負荷電流になると、出力電流は一定で、出力電圧が低下するといった、定電流垂下特性となる。

【0021】さらに負荷をとると、出力電圧VOがさらに低下するが、このとき、1次側補助巻線電圧VCCも低下する。そして、起動/停止回路107で設定された停止電圧以下になると、スイッチング素子101のスイッチング動作が停止する。そして、再びレギュレータ102内のスイッチ102Aが導通するため、起動用定電流源103により起動電流が流れ、再びVCCが上昇し、起動/停止回路107で設定された起動電圧に達すると、スイッチング素子101のスイッチング動作が再開される。すると、レギュレータ102内のスイッチ102Aがオフとなり、再度VCCが低下して停止電圧になると、スイッチング動作が停止する。すなわち、負荷短絡時などの過負荷状態では、スイッチング動作と停止が繰り返される、間欠発振動作になる。従って、図4における出力電流電圧特性は、図9のようになり、出力電圧が一定以下まで垂下すると、間欠発振動作になる。

【0022】図6は、図4の変形例である。図6において、図4との違いは、1次側補助巻線140Eの極性のみであり、1次側補助巻線電圧VCCは、入力電圧VINに比例した電圧となる。

【0023】図6のように構成された、スイッチング電源装置の動作を、図7を用いて説明する。図7は、図6の各部の動作波形を説明したタイムチャートである。

【0024】図6の動作は、過負荷時のみ図4の動作と異なるため、通常時の動作についての説明は省略する。

【0025】過負荷時になると、出力電圧VOが低下するが、1次側補助巻線電圧VCCは低下しないため、半導体装置130のスイッチング動作は継続する。そのため、負荷短絡時においても、2次側電流制限抵抗156

で決まる電流が流れる。従って、図6における出力電流電圧特性は、図10のようになり、出力電圧は一定電流のまま垂下する。

【0026】

【発明が解決しようとする課題】一般的に、スイッチング電源装置には、負荷短絡時の保護機能が必要であり、負荷短絡状態が続いても、スイッチング電源構成部品が発熱したり破壊したりしないように、負荷短絡電流を極力小さくすることが望まれる。そのため、通常、1次側には、スイッチング素子に流れる電流が一定以上になると、スイッチング動作を停止させるための過電流保護機能を備えている。

【0027】ただし、充電器用のスイッチング電源装置では、バッテリーを定電流で充電するための、2次側定電流制御回路を構成する必要がある。また、この2次側定電流制御回路が動作している状態、すなわち、定電流垂下時には、1次側の過電流保護機能は動作しない。

【0028】従って、充電器用のスイッチング電源装置には、負荷短絡時には1次側の過電流保護機能を有効に動作させることができず、図4のような従来の充電器用スイッチング電源装置では、負荷短絡時には間欠発振動作となるが、間欠発振の発振期間中には、大きな負荷電流が流れるため、負荷短絡時の保護機能としては不十分になる場合があるという課題がある。

【0029】また、図6のような従来の充電器用スイッチング電源装置では、負荷短絡時の電流は垂下電流値と同じであるため、負荷短絡電流を小さくすることができないという課題がある。

【0030】そのため、充電器用のスイッチング電源装置の負荷短絡電流を小さくするためには、2次側に別の負荷短絡保護回路を追加する必要があり、コストアップや部品点数の増加になるといった課題もある。

【0031】

【課題を解決するための手段】本発明の請求項1に記載のスイッチング電源装置は、トランスと、入力端子が前記トランスの第1の1次巻線と接続され、前記トランスを介して第1の直流電圧を受けるスイッチング素子と、前記トランスの2次巻線と接続され、前記トランスの2次側出力電圧を整流し且つ平滑化することにより、前記第1の直流電圧から該第1の直流電圧の絶対値よりも小さい第2の直流電圧を生成して出力する出力電圧生成回路と、前記出力電圧を安定化させる出力電圧制御回路と、前記出力電圧制御回路の信号を1次側へ伝達する制御信号伝達回路と、前記スイッチング素子の動作を制御する制御回路と、前記トランスの補助巻線と接続され、前記2次側出力電圧と比例する1次側出力電圧を発生すると共に、発生した1次側出力電圧を整流し且つ平滑化することにより、前記制御回路へ電源電圧を供給する補助電源電圧を生成して出力する補助電源電圧生成回路とを備え、前記制御回路は、第一の直流電圧および補助電

源電圧から前記制御回路の電源電圧を生成し供給するレギュレータと、前記スイッチング素子に印加するスイッチング信号を生成して出力する発振器と、前記スイッチング素子を流れる電流を検出し、素子電流検出信号として出力する電流検出回路と、前記制御信号伝達回路からの信号をフィードバック信号として出力するフィードバック信号制御回路と、前記素子電流検出信号と前記フィードバック信号とを比較し、比較した比較信号を出力する比較器と、前記比較信号に基づいて前記スイッチング信号の電流量及び出力を制御するスイッチング信号制御回路と、前記素子電流検出信号の最大値を固定するクランプ回路と、前記クランプ回路のクランプ電圧を、補助電源電圧の電圧値に応じて可変させるクランプ電圧可変回路とを備え、前記クランプ電圧可変回路は、クランプ電圧が一定値よりも低い場合には、前記発振器の発振周波数を小さくする発振周波数低下信号を、前記発振器へ出力するように構成されたことを特徴としており、負荷短絡時には過電流保護が動作し、発振周波数が小さくなり、出力電流を小さくするように動作するため、負荷短絡時の電流を小さくすることができる。

【0032】本発明の請求項2に記載のスイッチング電源装置は、前記レギュレータは、補助電源電圧から前記制御回路へ電源を供給するように動作し、かつ補助電源電圧が一定値よりも低い場合には、第一の直流電圧から前記制御回路へ電源を供給するように構成されており、負荷短絡時に補助巻線電圧が低下しても、制御回路の電源は供給されるため、安定して動作を続けることができる。

【0033】本発明の請求項3に記載のスイッチング電源装置は、前記クランプ電圧可変回路は、補助電源電圧が一定値以下になると動作し、補助電源電圧が低くなるほど、クランプ電圧が小さくなるように構成されており、この構成により、補助巻線電圧が低くなるにつれて、スイッチング素子の過電流保護値が小さくなるため、負荷短絡時の過電流保護値が小さくなり、負荷短絡時の出力電流を小さくできる。

【0034】本発明の請求項4に記載のスイッチング電源装置は、前記クランプ電圧可変回路は、前記発振周波数低下信号が出力されるまでは、クランプ電圧を最大値に固定し、前記発振周波数低下信号が出力されると同時に、クランプ電圧が小さくなるように構成されており、この構成により、出力電圧の垂下時には、発振周波数が小さくなってからスイッチング素子の過電流保護値が小さくなるため、出力電流が小さくなり始めるポイントが過電流保護値のばらつきに影響しなくなるため、設定がしやすくなる。

【0035】本発明の請求項5に記載のスイッチング電源装置は、前記スイッチング素子と前記制御回路が同一半導体基板上に形成され、前記スイッチング素子の入力端子と出力端子、および、補助電源電圧入力端子、前記

制御回路の電源電圧端子、前記フィードバック信号の入力端子、前記クランプ電圧可変回路の入力端子の6端子で構成された半導体装置からなるものであり、スイッチング電源装置の部品点数が削減でき、スイッチング電源装置の小型化・軽量化を行うことができる。

【0036】本発明の請求項6に記載のスイッチング電源装置は、前記クランプ電圧可変回路は、補助巻線電圧が低くなるほどクランプ電圧が小さくなり、該クランプ電圧の最小値が最大クランプ電圧の10%程度になるように構成されており、負荷短絡時の出力電流が十分小さくできる。

【0037】本発明の請求項7に記載のスイッチング電源装置は、前記発振器は、前記発振周波数低下信号が入力された場合に、通常時の発振周波数の1/5程度に小さくなるように構成されており、負荷短絡時の出力電流が十分小さくできる。

【0038】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態を、図面に基づいて具体的に説明する。図1は、本発明のスイッチング電源装置の実施の形態の一例を示す回路図である。

【0039】この図1において、30はスイッチング電源制御用の半導体装置であり、スイッチング素子1とその制御回路から構成されている。

【0040】そして、半導体装置30は、外部入力端子として、スイッチング素子1の入力端子(DRAIN)、補助電源電圧入力端子(VCC)、内部回路電源端子(VDD)、フィードバック信号入力端子(FB)、過電流保護値可変端子(CL)、スイッチング素子1の出力端子および制御回路のGND端子(GND)の6端子を備えている。

【0041】2は、半導体装置30の内部回路電源を供給するためのレギュレータで、起動電流をVCCへ流すためのスイッチ2Aと、起動電流をVDDへ流すためのスイッチ2Bと、VCCからVDDへ電流を供給するためのスイッチ2Cを備えている。

【0042】3は、起動用の回路電流を供給するための起動用定電流源であり、起動時にスイッチ2Aを介してVCCへ起動電流を供給する。また、起動後にVCCが一定電圧以下のときは、スイッチ2Bを介してVDDへ回路電流を供給する。

【0043】7は、半導体装置30の起動/停止を制御するための起動/停止回路であり、VDDの電圧を検出し、VDDが一定以下のときは、スイッチング素子1のスイッチング動作を停止させる信号を、NAND回路5へ出力する。

【0044】6は、スイッチング素子1に流れる電流を検出するためのドレイン電流検出回路であり、検出した電流を電圧信号に変換して、比較器8へ信号を出力する。11は、フィードバック信号制御回路であり、FB

端子に入力される電流信号を電圧信号に変換して、比較器8へ信号を出力する。比較器8は、フィードバック信号制御回路11からの出力信号と、ドレイン電流検出回路6からの出力信号が等しくなったときに、RSフリップフロップ回路10のリセット端子へ信号を出力する。

【0045】12は、フィードバック信号制御回路11の出力信号の最大値を決めるためのクランプ回路で、これがスイッチング素子1に流れる電流の最大値を決定し、スイッチング素子1の過電流保護として機能する。13は、クランプ回路12のクランプ電圧値を変化させるための、クランプ電圧可変回路であり、CL端子からP型MOSFET14を通して流れ込む電流が増加すると、クランプ電圧可変回路13により、クランプ電圧が上昇する。すなわち、CL端子に流れ込む電流が大きくなると、スイッチング素子1の過電流保護レベルが上昇する。また、CL端子からP型MOSFET14を通して流れ込む電流が一定値以下になると、発振周波数低下信号を発振回路9へ出力する。P型MOSFET14は、CL端子からクランプ電圧可変回路13へ電流を流し、CL端子の電圧を一定値に固定するための素子であり、そのドレインがクランプ回路と接続され、そのゲートは基準電圧源と接続され、そのソースはCL端子と接続されている。

【0046】9は、発振回路であり、スイッチング素子1の最大デューティサイクルを決める、最大デューティサイクル信号9Aと、スイッチング素子1の発振周波数を決める、クロック信号9Bを出力する。また、クランプ電圧可変回路13から発振周波数低下信号が入力されると、発振周波数が小さくなる。最大デューティサイクル信号9Aは、NAND回路5へ入力され、クロック信号9Bは、RSフリップフロップ回路10のセット端子へ入力される。

【0047】NAND回路5へは、起動/停止回路7の出力信号と、最大デューティサイクル信号9Aと、RSフリップフロップ回路10の出力信号が入力される。NAND回路5の出力信号は、ゲートドライブ回路4へ入力され、スイッチング素子1のスイッチング動作を制御する。

【0048】40はトランスであり、1次巻線40Aと、2次巻線40Cと、2次側補助巻線40Bと、1次側補助巻線40Dを有している。

【0049】1次側補助巻線40Dには、ダイオード31とコンデンサ32とで構成される整流平滑回路が接続され、半導体装置30の補助電源部として活用され、VCCへ入力される。33は、VDDの安定化用コンデンサである。35は、制御信号を2次側から1次側へ伝達するための制御信号伝達回路であり、フォトトランジスタ35Aと、発光ダイオード35Bから構成される。フォトトランジスタ35Aのコレクタは、VDDと接続され、フォトトランジスタ35Aのエミッタは、FBと接

続される。VCCとCLの間には、抵抗34が接続され、VCCの電圧に応じた電流が、CL端子へ流れ込む。

【0050】2次巻線40Cには、ダイオード52とコンデンサ53とで構成される整流平滑回路が接続され、負荷57へ接続される。2次側補助巻線40Bには、ダイオード50とコンデンサ51とで構成される整流平滑回路が接続され、発光ダイオード35B、および、2次側制御回路58の電流を供給する。2次側制御回路58は、定電圧制御回路59と定電流制御回路60とから成り、定電圧制御回路59は、2次側出力電圧VOの検出抵抗54および55で分圧された電圧を入力し、2次側出力電圧VOが一定になるように、発光ダイオード35Bに流れる電流を制御する。定電流制御回路60は、出力電流検出抵抗56に流れる電流が一定以上になると動作し、出力電流IOが定電流になるように、発光ダイオード35Bに流れる電流を制御する。

【0051】以上のように構成された、スイッチング電源装置の動作を、図1および図3を用いて説明する。図3は、図1の各部の動作波形を説明したタイムチャートである。

【0052】図1において、入力端子には、たとえば商用の交流電源が整流平滑されて作られる、直流電圧VINが入力される。VINは、トランス40の1次巻線40Aを介して、半導体装置30のDRAIN端子に印加される。そして、起動用定電流源3で作られる起動電流が流れ、レギュレータ2内のスイッチ2Aを介して、コンデンサ32を充電し、VCCの電圧が上昇する。また、レギュレータ2内のスイッチ2Cは、VDDが一定電圧になるように動作するため、起動電流の一部は、スイッチ2Cを介してVDDに接続されたコンデンサ33を充電し、VDDの電圧も上昇する。レギュレータ2内のスイッチ2Bは、起動後の状態において、起動直後や過負荷時など、VCC電圧が一定値以下のときに、スイッチング動作のオフ期間中に導通し、VCC電圧が不足してもVDDが低下しないようにしている。

【0053】VCCおよびVDDが上昇し、VDDが起動/停止回路7で設定された起動電圧に達すると、スイッチング素子1のスイッチング動作が開始される。スイッチング動作が開始されると、トランス40の各巻線にエネルギーが供給されるようになり、2次巻線40C、2次側補助巻線40B、1次側補助巻線40Dに電流が流れる。

【0054】2次巻線40Cに流れる電流は、ダイオード52とコンデンサ53により整流平滑されて、直流電力となり、負荷57に電力を供給する。スイッチング動作が繰り返されることで、出力電圧VOが徐々に上昇し、出力電圧検出抵抗54および55で設定された電圧に達すると、定電圧制御回路59からの信号により、発光ダイオード35Bに流れる電流が増加する。そして、

フォトトランジスタ35Aに流れる電流が増加し、FB端子に流れ込む電流も増加する。FB端子電流が増加すると、比較器8に入力される電圧が低下するため、スイッチング素子1に流れるドレイン電流が小さくなる。このような負帰還がかかることで、出力電圧VOは安定化される。

【0055】1次側補助巻線40Dに流れる電流は、ダイオード31とコンデンサ32により整流平滑されて、半導体装置30の補助電源として活用され、VCC端子に電流を供給する。VDDが一度起動電圧に達すると、レギュレータ2内のスイッチ2Aはオフとなるため、起動後の半導体装置の電流は、1次側補助巻線40Dから供給されるようになる。1次側補助巻線40Dの極性は、2次巻線40Cと同一のため、VCCは出力電圧VOに比例した電圧となる。ただし、VCCの電圧が一定以下のときは、レギュレータ2内のスイッチ2Bが導通可能となるため、このときは起動電流がスイッチ2Bを介してVDDに供給されることで、VDDが安定化される。

【0056】2次側補助巻線40Bに流れる電流は、ダイオード50とコンデンサ51により整流平滑されて、2次側制御回路58および発光ダイオード35Bの電源として活用される。2次側補助巻線40Bの極性は、1次巻線40Aと同一のため、2次側補助巻線電圧は入力電圧VINに比例した電圧となる。

【0057】出力電圧VOが安定化された後、負荷57に流れる出力電流IOを増加させ、出力電流検出抵抗56に流れる電流が一定値に達すると、定電流制御回路60が動作し、発光ダイオード35Bに流れる電流を増加させる。そして、フォトトランジスタ35Aに流れる電流が増加し、FB端子に流れ込む電流も増加する。FB端子電流が増加すると、比較器8に入力される電圧が低下するため、スイッチング素子1に流れるドレイン電流が小さくなる。このような負帰還がかかることで、出力電流が一定になるように制御される。そのため、ある一定以上の負荷電流になると、出力電流は一定で、出力電圧が低下するといった、定電流垂下特性となる。

【0058】さらに負荷をとると、出力電圧VOがさらに低下するが、このとき、1次側補助巻線電圧VCCも低下する。VCCが低下すると、それに伴い抵抗34を介してCL端子に流れ込む電流が減少する。すると、クランプ電圧可変回路13によって、クランプ回路12のクランプ電圧を減少させる。そのため、VOおよびVCCが低下するにつれて、スイッチング素子1の過電流保護値が低下することになるため、ある出力電圧まで低下すると、スイッチング素子1は過電流保護状態になり、出力の定電流垂下からはずれ、出力電流は垂下定電流値よりも小さくなる。さらに、発振周波数低下信号がクランプ電圧可変回路13から発振回路9へ出力されるため、発振周波数が低下し、出力電流は急速に小さくなる

ため、図1における出力電流電圧特性は、図8のようになり、出力電圧VOがある電圧以下まで垂下すると、出力電流IOが絞られるようになるといった、いわゆるフの字特性となる。

【0059】図2は、本発明のスイッチング電源装置を構成する、スイッチング電源制御用半導体装置の一例を示す回路図である。図2は、図1における半導体装置30の内部回路を詳細にしたもので、図中の符号は図1のそれに相当するため、同一の構成要素についての説明は省略する。

【0060】図2において、起動/停止回路7は、VCC用比較器7A、インバータ7Bおよび7D、AND回路7C、VDD用比較器7Eから構成される。VCC用比較器7Aは、VCCの電圧と基準電圧を比較し、インバータ7Bへ信号を出力する。VDD用比較器7Eは、VDDの電圧と基準電圧を比較し、NAND回路5、AND回路7Cおよびインバータ7Dへ信号を出力する。インバータ7Bは、AND回路7Cへ信号を出力する。AND回路7Cの出力により、スイッチ2Bが制御され、インバータ7Dの出力により、スイッチ2Aが制御される。

【0061】このように構成された起動/停止回路7の動作について、以下に説明する。起動前は、VCC用比較器7Aの出力がローレベル、VDD用比較器7Eの出力がローレベルのため、レギュレータ2内のスイッチ2Aがオン、スイッチ2Bはオフとなる。従って、起動用定電流源3の起動電流は、スイッチ2Aを通してVCCへ流れる。また、スイッチ2Cは、VDDが一定値になるように動作するため、起動時はスイッチ2Cを通してVDDにも流れる。そして、VDDの電圧がVDD用比較器7Eにより設定されたVDD起動電圧に達すると、VDD用比較器7Eの出力はハイレベルとなり、スイッチング素子1のスイッチング動作が可能となるとともに、スイッチ2Aがオフとなる。このとき、VCCの電圧がVCC用比較器7Aにより設定されたVCC起動電圧よりも高い場合は、VCC用比較器7Aの出力はハイレベルとなっているため、AND回路7Cの出力はローレベルとなり、スイッチ2Bはオフとなる。また、VDD起動時のVCCの電圧が、VCC用比較器7Aにより設定されたVCC起動電圧よりも低い場合は、VCC用比較器7Aの出力はローレベルとなっているため、AND回路7Cの出力はハイレベルとなり、スイッチ2Bはオンとなる。従って、起動後のVDDの電流は、DRAINもしくはVCCのどちらからより供給されるため、起動直後や過負荷時にVCCが低下しても、半導体装置の動作が停止することはない。

【0062】フィードバック信号制御回路11は、N型MOSFET11A、および11B、抵抗11Cから構成される。N型MOSFET11Aと11Bは、11Aを基準としたカレントミラー回路であり、11Aのドレ

インおよびゲートは、FB端子と接続される。11Bのドレインは抵抗11Cと接続され、比較器8のマイナス入力となる。抵抗11Cの別端子は、基準電圧と接続される。

【0063】このように構成されたフィードバック信号制御回路11の動作について、以下に説明する。FB端子より電流が注入されると、N型MOSFET11Aおよび11Bに電流が流れ、その電流に応じた電圧降下が抵抗11Cの両端に発生する。つまり、FB端子電流が増加するにつれて、抵抗11Cの電圧降下が大きくなるため、比較器8への入力電圧は小さくなる。従って、FB端子の電流の大小により、比較器8の入力電圧が変化することになり、FB端子電流が増加するほど、スイッチング素子1に流れる電流が小さくなる。

【0064】クランプ回路12は、P型MOSFET12A、および12B、抵抗12Cで構成される。P型MOSFET12Aのソースはフィードバック信号制御回路11の出力と接続され、比較器8のマイナス入力となる。12AのドレインはGND、ゲートは抵抗12CおよびP型MOSFET12Bのドレインと接続される。12Bのゲートは、クランプ電圧可変回路13の出力と接続される。

【0065】このように構成されたクランプ回路12の動作について、以下に説明する。P型MOSFET12Bに流れる電流は、クランプ電圧可変回路13の出力によって変化し、抵抗12Cに電圧降下を発生させる。P型MOSFET12Aは、フィードバック信号制御回路11の出力信号が、抵抗12Cの両端電圧とP型MOSFET12Aの閾値電圧との和となる電圧以上になると導通し、その電圧値で固定するように動作する。従って、フィードバック信号制御回路11の出力信号の最大値を固定するため、スイッチング素子1の過電流保護として機能する。

【0066】クランプ電圧可変回路13は、N型MOSFET13A、13B、13D、13E、13G、13Hおよび13K、最小クランプ電圧決定用定電流源13C、最大クランプ電圧決定用定電流源13F、発振周波数低下レベル決定用定電流源13J、P型MOSFET13Iとで構成される。N型MOSFET13Aと13Bおよび13Kは、13Aを基準としたカレントミラー回路であり、13Aのドレインおよびゲートは、クランプ電圧可変回路13の入力として、P型MOSFET14のドレインと接続される。N型MOSFET13Dと13Eは、13Dを基準としたカレントミラー回路であり、13Dのドレインおよびゲートは、最小クランプ電圧決定用定電流源13C、および、N型MOSFET13Bのドレインと接続される。N型MOSFET13Gと13Hは、13Gを基準としたカレントミラー回路であり、13Gのドレインおよびゲートは、最大クランプ電圧決定用定電流源13F、および、N型MOSFET

13Eのドレインと接続される。P型MOSFET13Iとクランプ回路12内のP型MOSFET12Bは、13Iを基準としたカレントミラー回路であり、13Iのドレインおよびゲートは、N型MOSFET13Hのドレインと接続される。13Kのドレインは、発振周波数低下レベル決定用定電流源13Jと接続され、発振周波数低下信号を発振回路9へ出力する。

【0067】このように構成されたクランプ電圧可変回路13の動作について、以下に説明する。CL端子から、VCCの電圧に応じた電流が、P型MOSFET14を通してN型MOSFET13Aに流れ、13Aと同じ電流が13Bにも流れる。13Dには、最小クランプ電圧決定用定電流源13Cの電流値から13Bの電流値を差し引いた電流が流れ、13Eにも同じ電流が流れる。13Gには、最大クランプ電圧決定用定電流源13Fの電流値から13Eの電流値を差し引いた電流が流れ、13Hにも同じ電流が流れる。この電流が13Iに流れ、クランプ電圧を決めるための、クランプ回路12の基準電流となる。

【0068】VCCが上昇し、CL端子電流が増加すると、13A(13B)の電流が増加→13D(13E)の電流が減少→13G(13H)の電流が増加、となるため、13Iの電流が増加し、クランプ回路12のクランプ電圧が高くなる。CL端子電流が非常に大きくなっても、13Bには最小クランプ電圧決定用定電流源13C以上の電流は流れないため、最大クランプ電圧決定用定電流源13Fの電流が全て13Iに流れるときに、クランプ電圧が最大となる。

【0069】これとは逆に、VCCが低下し、CL端子電流が減少すると、13A(13B)の電流が減少→13D(13E)の電流が増加→13G(13H)の電流が減少、となるため、13Iの電流が減少し、クランプ回路12のクランプ電圧が低くなる。CL端子電流がゼロになると、最小クランプ電圧決定用定電流源13Cの電流は全て13Dに流れるため、最大クランプ電圧決定用定電流源13Fの電流から最小クランプ電圧決定用定電流源13Cの電流を差し引いた電流が、13Iに流れる。このときに、クランプ電圧が最小となる。

【0070】従って、CL端子の電流によりクランプ回路12のクランプ電圧、すなわち、スイッチング素子1の過電流保護値が変化し、クランプ電圧の最小値および最大値を決定できるようになる。

【0071】また、CL端子から、VCCの電圧に応じた電流が、P型MOSFET14を通してN型MOSFET13Aに流れ、13Aと同じ電流が13Kにも流れることで、発振周波数低下レベル決定用定電流源13Jの電流と比較され、13Kの電流が13Jの電流よりも小さいと、発振周波数低下信号が発振回路9へ出力される。従って、CL端子の電流が13Jで設定された電流よりも小さくなると、発振周波数が小さくなる。

【0072】

【発明の効果】以上のように、本発明のスイッチング電源装置は、負荷短絡時の出力電流を小さくすることができ、非常に優れた負荷短絡保護機能を実現できるといった効果がある。また、充電器用スイッチング電源装置に必要な2次側定電流制御回路を構成しても、負荷短絡時には過電流保護機能が動作し、負荷短絡電流を小さくすることができるため、2次側に部品追加が不要になるといった効果もある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のスイッチング電源装置の実施の形態の一例を示す回路図

【図2】本発明のスイッチング電源装置を構成する半導体装置の一例を示す回路図

【図3】本発明のスイッチング電源装置の動作を説明するためのタイムチャート

【図4】従来のスイッチング電源装置の一例を示す回路図

【図5】そのスイッチング電源装置の動作を説明するためのタイムチャート

【図6】従来のスイッチング電源装置の別の一例を示す回路図

【図7】そのスイッチング電源装置の動作を説明するためのタイムチャート

【図8】本発明のスイッチング電源装置の出力電圧電流特性図

【図9】従来のスイッチング電源装置の出力電圧電流特性図

【図10】従来の別のスイッチング電源装置の出力電圧電流特性図

【符号の説明】

- 1 スwitchング素子（パワーMOSFET）
- 2 レギュレータ
- 2A、2B、2C スイッチ
- 3 起動用定電流源
- 4 ゲートドライバー

5 NAND回路

6 ドレイン電流検出回路

7 起動／停止回路

8 比較器

9 発振回路

9A 最大デューティサイクル信号

9B クロック信号

10 RSフリップフロップ回路

11 フィードバック信号制御回路

11C 抵抗

12 クランプ回路

12C 抵抗

13 クランプ電圧可変回路

14 P型MOSFET

30 スwitchング電源用の半導体装置

31 ダイオード

32、33 コンデンサ

34 抵抗

35 制御信号伝達回路

35A フォトトランジスタ

35B 発光ダイオード

40 トランス

40A 1次巻線

40B 2次側補助巻線

40C 2次巻線

40D 1次側補助巻線

50 ダイオード

51 コンデンサ

52 ダイオード

53 コンデンサ

54、55 出力電圧検出用抵抗

56 出力電流検出用抵抗

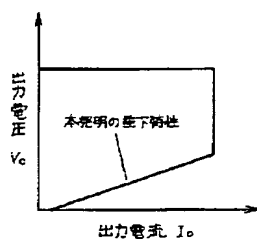
57 負荷

58 2次側制御回路

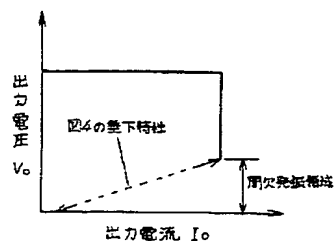
59 定電圧制御回路

60 定電流制御回路

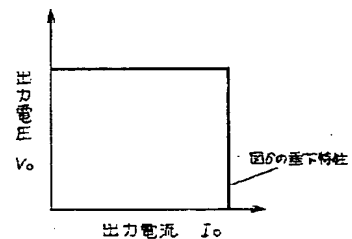
【図8】



【図9】



【図10】



[illegible]

Figure 1 is a schematic diagram of a power MOSFET driver circuit. The circuit includes a power MOSFET (1) driven by a gate driver (4) and a feedback loop (11). It features a current sense resistor (2A) and a current sense amplifier (7) for feedback. The output stage consists of a MOSFET (12) and a diode (13).

電源投入 負載開始 VCC 起動 起動完了 定電流立下 VCC 停止 ILIMIT動作開始

電源投入

振盪開始

起動完了

定電流モード

VCC停止

VCC起動

VCC停止

[illegible]

【図7】

